90 Pfg.

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Kiel
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

HF-Spannungsteiler

Aus dem Inhalt:

Seite

Hochfrequenz-Spannungsteiler mit Wirkwiderständen 81
Ein Hochfrequenz-Spannungsteiler — wie er nicht sein soll 84
Bücher-Auslese 85
Aufgaben-Auslese 88
Hautwirkung (Skineffekt) 90
Verzerrungen im Gegentakt-B-Verstärker 92
Verminderte Klirrverzerrung durch Hilfsverstärker 95
Messung des Gleichstromes 96

In den folgenden Heften:

Hochfrequenz-Spannungsteiler-Selbstbau; Messung der Wechselspannungen; Tonabnehmer; Tonfrequenz-Zwischen- und Ausgangs-Übertrager; Kondensatoren und ihre Eigenheiten; Wellenschalterfragen; Verminderte Klirrverzerrung.

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Werbung für die Auslese

Die Auslese hat nur ein kleines Format. Sie bringt statt auffälligen Lichtbildern einfache, anschauliche Zeichnungen. Sie macht nichts aus sich. Ihr einziges Ziel ist, dem Leser soviel als irgend möglich zu nutzen. Dieses Ziel verfolgt sie mit allen Mitteln. So sucht sie ein bescheidener, treuer und zuverlässiger Helfer des Lesers zu sein. Als solcher hat sie schon viele Freunde gefunden. Ihr Freundeskreis aber muß noch wachsen, um ihren Bestand zu sichern.

Helfen auch Sie mit, der Auslese weitere Freunde zu gewinnen! Zeigen Sie den mit diesem Heft abgeschlossenen Jahrgang ihren Fachgenossen! Weisen Sie dabei z. B. auf das reichhaltige Sachverzeichnis hin, das einen Begriff von der Fülle der behandelten Fragen gibt, oder auf die vielen, interessanten Aufgaben, die Übungsmöglichkeiten bieten und als Vorlagen für die Lösung ähnlicher praktischer Fragen dienen können. Erwähnen Sie nebenbei, daß der ganze Jahrgang bei der Fülle des Gebotenen nur 5.– RM kostet!

Mit der »HARMONISCHEN REGELUNG« die sich durch die sorgfältige Dimensionierung und Anpassung der Regelkurven bei den Röhren der »Harmonischen Serie« ergibt, wird das Problem des selbsttätigen Schwund- und Lautstärkeausgleichs im Super praktisch vollkommen und mit geringstem Schaltmittelaufwand gelöst. Von besonderer Wichtigkeit für die Vollkommenheit des Lautstärkeausgleichs ist dabei die **»Niederfrequente Vorwärtsregelung«**, die durch Verwendung der Verbundröhren EFM 11 bzw. UFM 11 oder der Pentoden EF 11 bzw. UF 11 erzielt wird

T E L E F U N K E N

Technische Auskünfte über Einzelheiten und über die Eigenschaften und Verwendung der »Harmonischen Röhren« erteilt: Telefunken, Berlin SW 11, Hallesches Ufer 30, Abt. Rö E/7, Fernruf: 19 50 91 • Bei der Anforderung von technischen Daten und Kurven genaue Angabe der interessierenden Röhrentypen erbeten

Auslese der Funktechnik

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Unter Mitarbeit von

M. von Ardenne, Prof. Dr. Benz, Dr. L. Brück, Dr. F. Fuchs
J. Kammerloher, Dr. O. Macek, Dr. H. Roosenstein
Dr. W. Runge, Dr. H. Schwarz, Dr. K. Steimel
Obering. R. Urtel, Prof. Dr. H. Wigge u. a.

herausgegeben von

Dr.-Ing. F. Bergtold V.D.E.

Zweiter Jahrgang

1940-1941

FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG / STUTTGART

Copyright 1941 by Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co.,
Stuttgart / Printed in Germany / Druck: Chr. Belser, Stuttgart

Hochfrequenz-Spannungsteiler mit Wirkwiderständen

Von Dr. O. Macek, München

Die einfachste Art der Spannungsteilung ist die mit Ohmschen Wirkwiderständen. Leider aber gibt es keine reinen Wirkwiderstände. Jeder Leiter ist mit Induktivität und Kapazität behaftet. Außerdem treten durch Raumkapazitäten unerwünschte Kopplungen auf. Dies sind die Gründe dafür, warum aus „technischen" Wirkwiderständen aufgebaute Spannungsteiler frequenzabhängige Teilspannungen liefern können. Man verwendet zwei Arten von Spannungsteilern (Bild 1 und Bild 4). Spannungsteiler nach Bild 4 besitzen unter anderem den Vorteil eines gleichbleibenden Ausgangswiderstandes.

Vorbemerkung

Genau genommen, hängen sowohl die Induktivitäten L_i wie auch die Widerstände R_i von der Frequenz ab. Beide Größen sind nämlich durch die Hautwirkung beeinflußt. Für die folgenden Abschätzungen der höchstzulässigen Selbstinduktionen und Kapazitäten eines Spannungsteilers können wir jedoch den Einfluß der Hautwirkung außer acht lassen, zumal, wenn zum Bau des Spannungsteilers Schichtwiderstände verwendet werden.

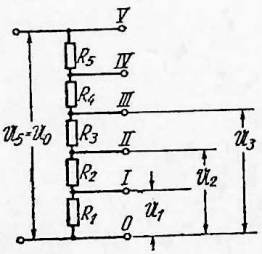


Bild 1

Einfluß der Kapazitäten auf die Spannungsteilung

Die Parallelkapazitäten der Schaltung (C_1, C_2, C_3 in Bild 2) bilden Nebenschlüsse zu den Wirkwiderständen und den induktiven Widerständen des Spannungsteilers. Werden die induktiven Blindwiderstände zunächst vernachlässigt, so ist der absolute Betrag des Leitwertes eines mit Parallelkapazität behafteten Wirkwiderstandes

$$|\mathfrak{G}| = \frac{1}{R_i}\sqrt{1+\omega^2 C_i^2 R_i^2}. \quad (i = 1, 2, 3 \ldots)$$

Mit einer höchstzulässigen Abweichung von $p\,\%$ vom Gleichstromleitwert wird C dadurch begrenzt, daß die Fälschung des Leitwertes durch die Kapazität einen bestimmten Bruchteil p nicht überschreiten darf. Es gilt:

$$|\mathfrak{G}| = \frac{1}{R_i}\sqrt{1+\omega^2 C_i^2 R_i^2} \leqq \frac{1}{R_i}\left(1+\frac{p}{100}\right)$$

oder

$$1+\omega^2 C_i^2 R_i^2 \leqq \left(1+\frac{p}{100}\right)^2.$$

C ist selten größer als 10 pF und läßt sich durch geeignete Maßnahmen bis auf Bruchteile eines pF erniedrigen. Dabei kommen wir mit einem Wert von 100 Ohm für $p = 10\%$ auf eine Grenzfrequenz von ungefähr 10^8 Hz.

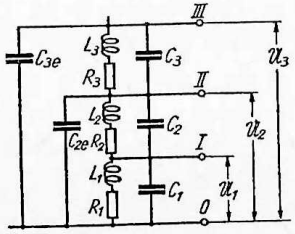


Bild 2

Gemäß Bild 3 kann dadurch ein Beitrag ΔU_1 zur Spannung U_1 hinzukommen, daß ein Teilwiderstand mit hohem Wert durch eine Kapazität überbrückt wird, während die neben dem kleinen Teilwiderstand liegende Kapazität unwirksam bleibt. In Bild 3 ist der hohe Teilwiderstand weggelassen. Die Spannungsteilung geschieht somit zwischen der Raumkapazität $C_{V,I}$ (erster Abgriff gegen fünften Abgriff) und dem Widerstand R_1. Ähnliche Beziehungen ergeben sich auch zwischen den anderen Abgriffen, so daß es genügt, ein Beispiel zu rechnen:

$$\left|\frac{\Delta \mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_0}\right| \approx \frac{R_1}{1/\omega\, C_{V,I}}.$$ Daraus folgt:

$$C_{V,I} \cdot R_1 \cdot \omega \leqq \left|\frac{\Delta \mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_0}\right|$$

und $$C_{V,I} \leqq \left|\frac{\Delta \mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_0}\right| \cdot \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\omega}.$$

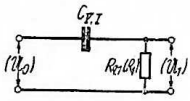


Bild 3

Für $\omega = 6{,}5 \cdot 10^7$, $R_1 = \frac{1}{100}\ \Omega$ und $\left|\frac{\Delta \mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_0}\right| = 10^{-5}$ (10% Fehler) würde sich ergeben: $C_{V,I} = 17$ pF.

Man sieht, daß in diesem Fall durch kapazitive Kopplungen nur sehr kleine Fehlspannungen auftreten können, da es ein Leichtes ist, die Kapazität $C_{V,I}$ wesentlich kleiner als 17 pF zu bemessen. Die störenden Kapazitäten zwischen solchen Spannungsteiler-Anschlußstellen, die sehr verschiedene Spannungen führen, werden durch die hierfür nötigen Abschirmungen ohnehin klein gehalten.

Der Einfluß der Kapazitäten ist somit nur bei Spannungsteilern aus hohen Widerständen wesentlich. Bei Spannungsteilern aus Widerständen mit kleinen Werten ist der Einfluß der Induktivität viel größer.

Einfluß der Induktivität

Das Vorhandensein von Induktivitäten an den Widerständen ist eine gegebene Tatsache, die sich nicht ändern läßt. Wir wollen ihre Einflüsse nun betrachten. Dabei vernachlässigen wir die Auswirkung der Schaltkapazitäten.

Für Gleichspannungen ergeben sich folgende Spannungsteilerverhältnisse:

$$q_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5};$$

$$q_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5};$$

$$q_3 = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5}; \qquad (1)$$

$$q_4 = \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5}.$$

Für Hochfrequenzspannungen lauten die Ausdrücke für die Spannungsverhältnisse z. B. so:

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_0}\right| = \frac{R_1 \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_1^2}{R_1^2}}}{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5)\sqrt{1 + \omega^2 \frac{(L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5)^2}{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5)^2}}}. \qquad (2)$$

Mit den Gleichstromverhältnissen und folgender Abkürzung:

$$W = \sqrt{1 + \omega^2 \frac{(L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5)^2}{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5)^2}} \qquad (3)$$

wird aus (2):

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_0}\right| = q_1 \frac{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_1^2}{R_1^2}}}{W}; \qquad \left|\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_0}\right| = q_2 \frac{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 (L_1 + L_2)^2}{(R_1 + R_2)^2}}}{W} \qquad (4)$$

$$\text{bis } \left|\frac{\mathfrak{U}_4}{\mathfrak{U}_0}\right| = q_4 \frac{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 (L_1 + L_2 + L_3 + L_4)^2}{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)^2}}}{W}$$

Je kleiner der Ausdruck $\frac{\omega L}{R}$ (bei Spulen der „Gütefaktor") für einen bestimmten Teilwiderstand ist, desto geringer sind auch die Abweichungen von den für Gleichspannungen geltenden Teilverhältnissen. Die Induktivität L darf einen durch Formel (3) bezw. (4) gegebenen Höchstwert nicht übersteigen, wenn die Abweichung vom Gleichstrom - Teilverhältnis nicht über einen vorgegebenen kleinen Wert hinausgehen soll.

Die in Frage kommenden Werte von L liegen für Schichtwiderstände etwa zwischen 10^{-9} und 10^{-6} Henry, womit der Bruch $\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2$ in den üblichen Frequenzbereichen klein gegen 1 bleibt. Für Drahtwiderstände hingegen kann das Verhältnis $\frac{\omega L}{R}$ schon bei 1 MHz Werte in der Größenordnung von 1 annehmen.

Die Kettenleiterschaltung

Spannungsteiler nach Bild 1 haben den Nachteil, daß der Ausgangswiderstand mit dem Abgriff wechselt. In manchen Fällen ist ein gleichbleibender Ausgangswiderstand notwendig, auch wenn die Höhe der abgegriffenen Spannung innerhalb einiger Zehnerpotenzen wählbar ist. Daher baut man diese Spannungsteiler möglichst als Kettenleiter (Bild 4), die einen gleichbleibenden Ausgangswiderstand haben.

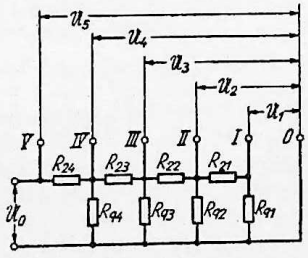


Bild 4

Auch wegen der Schwierigkeit, genügend induktivitätsarme kleine Widerstände herzustellen, vermeidet man es, Spannungsteiler für große Teilspannungsbereiche nach Bild 1 zu bauen. In Kettenleiterschaltungen nach Bild 4 kann man auch für solche Fälle Widerstände mit mittleren Werten und demgemäß Schichtwiderstände verwenden. Die Teilwiderstände sind hier Glieder eines Kettenleiters. Durch eine geeignete Wahl der Widerstandswerte lassen sich die Teilspannungen an den Punkten I, II . . . V dekadisch unterteilen. Die Einzelwiderstände berechnet man auf die folgende Weise:

Für die Spannungen ergeben sich die Ausdrücke:

$$
\begin{aligned}
U_2 &= U_1\left(1 + \frac{R_{21}}{R_{q1}}\right),\\
U_3 &= U_2\left(1 + \frac{R_{22}}{R_{q2}}\right) + U_1\frac{R_{22}}{R_{q1}}\\
U_4 &= U_3\left(1 + \frac{R_{23}}{R_{q3}}\right) + U_2\frac{R_{23}}{R_{q2}} + U_1\frac{R_{23}}{R_{q1}} \qquad (5)\\
U_5 &= U_4\left(1 + \frac{R_{24}}{R_{q4}}\right) + U_3\frac{R_{24}}{R_{q3}} +\\
&\quad + U_2\frac{R_{24}}{R_{q2}} + U_1\frac{R_{24}}{R_{q1}}.
\end{aligned}
$$

Setzt man hierin – wie es der dekadischen Unterteilung entspricht –

$$U_5 = 10\,U_4,\ U_4 = 10\,U_3,$$
$$U_3 = 10\,U_2,\ U_2 = 10\,U_1,$$

so erhält man eine Beziehung zwischen den Widerstandswerten und der Spannung U_1. Wählt man außerdem aus konstruktiven Gründen $R_{21} = R_{22} = R_{23} = R_{24} = R_{25}$, so errechnen sich alle anderen Widerstandswerte aus einem vorgegebenen Widerstandswert, z. B. aus dem von R_{21}. Es folgt somit aus (5):

$$R_{q1} = \frac{R_{21}}{9};\quad R_{q2} = \frac{10}{81}\cdot R_{21};$$
$$R_{q3} = R_{q2};\ R_{q4} = R_{q2};$$
$$R_{21} = R_{22} = R_{23} = R_{24} = R_{25}.$$

Kapazitätseinfluß in der Kettenleiterschaltung

Zwischen Punkt V und Punkt I sei eine Kapazität $C_{V,I}$ vorhanden. Die hier nach Bild 4 in Frage kommende Spannungsstei-

lung zwischen dieser Kapazität und dem Querwiderstand R_{q1} ergibt eine zusätzliche Spannung $\Delta \mathfrak{U}_1$, die sich aus

$$\left|\frac{\Delta \mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_0}\right| \approx \frac{R_{q1}}{1/\omega C_{V,I}}$$

berechnet. Es ist $\mathfrak{U}_1 = 10^{-4} \cdot \mathfrak{U}_0$. Mit einem höchstzulässigen Fehler von $\Delta \mathfrak{U}_1 = 0{,}1 \cdot \mathfrak{U}_1 = 10^{-5}\, \mathfrak{U}_0$ folgt aus dieser Bedingung von oben:

$\omega \cdot C_{V,I} \cdot R_{q1} = 10^{-5}$. Das gibt für

$\omega = 6{,}28 \cdot 10^7$ ($f = 10$ MHz) und $R_{q1} = 10\,\Omega$

$$C_{V,I} = \frac{10^{-5}}{10 \cdot 6{,}28 \cdot 10^7} =$$

$$= 0{,}17 \cdot 10^{-13} \text{ oder } 0{,}017 \text{ pF}.$$

Daraus ersieht man, wie wichtig es ist, die einzelnen Abgriffe eines derartigen Spannungsteilers gegeneinander und gegen die Umgebung gut abzuschirmen.

Diese Bedingung ist eine Selbstverständlichkeit, wenn man bedenkt, daß man mit Hilfe solcher Spannungsteiler Spannungen von Mikrovolt herstellen soll. Dabei muß ohnedies jede Einstreuung fremder Spannungen streng vermieden werden.

Ein Hochfrequenz-Spannungsteiler — wie er nicht sein soll

Von O. Macek und G. Opitz, München

Vor kurzem wurde in einem Buch über einen Selbstbau-Meßsender ein dekadischer Spannungsteiler angegeben. Dieser hat einen Eingangswiderstand von ungefähr 50 Ohm und soll für einen Frequenzbereich von etwa 100 kHz bis 15 MHz in vier Dekaden praktisch frequenzunabhängige Teilspannungen bis herunter zu einigen Mikrovolt abzunehmen gestatten. Er besteht nach den Angaben und der Konstruktionszeichnung des Verfassers aus Drahtwiderständen verschiedener Längen und Stärken (Bild 1). Die Teilspannungen werden mittels eines Stufenschalters angegriffen.

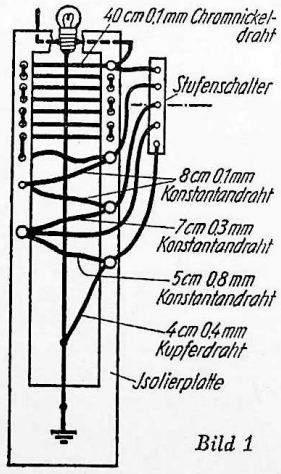


Bild 1

Um zu zeigen, daß ein solcher Spannungsteiler Hochfrequenzspannungen wesentlich anders aufteilt, als der Verfasser meint, wurde der Spannungsteiler genau den Angaben folgend nachgebaut und dann durchgemessen. Zum Erzeugen der Gesamtspannung diente ein Leistungsmeßsender der Industrie. Zur Messung der einzelnen Teilspannungen wurden ein Taströhrenvoltmeter und ein abgestimmtes Röhrenvoltmeter benutzt. Die Messungen erfolgten für die 4 Schalterstellungen I–IV des Spannungsteilers und erstreckten sich auf das Verhältnis der jeweiligen Teilspannung U_2 zu der Gesamtspannung U_1. Dieses Verhältnis $\frac{U_2}{U_1}$ sollte nach den Angaben des Verfassers frequenzunabhängig und gleich dem jeweiligen Gleichspannungsverhältnis sein. Bild 2 zeigt die Ergebnisse unserer Messungen, die sich übrigens ganz gut auch rechnerisch abschätzen lassen. Die einzelnen Kennlinien gehören zu den vier Schalterstellungen und zeigen die tatsächlichen Spannungsverhältnisse abhängig von der Frequenz.

Wie aus Bild 2 hervorgeht, beträgt der größte, bei 15 MHz auftretende Fehler

für eine Kennlinie ungefähr **30 000 %**. Wer also glaubt, mit Hilfe eines derartigen Spannungsteilers bei 15 MHz eine Hochfrequenzspannung von 10 Mikrovolt herzustellen, hat an den Ausgangsklemmen in Wirklichkeit eine Spannung von 3 Millivolt.

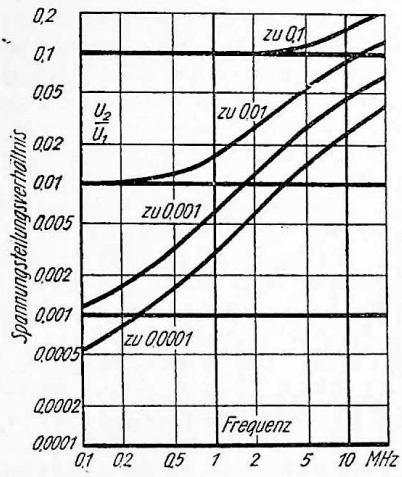


Bild 2

Der Grund, warum der Spannungsteiler nicht richtig arbeiten kann, ist in der Verwendung der Drahtwiderstände, besonders für die geringen Widerstandswerte, zu suchen (vergl. hierzu den Aufsatz S. 65). Die Induktivität des niedrigsten Teilwiderstandes L_1 hat bei dem untersuchten Spannungsteiler ungefähr $2 \cdot 10^{-8}$ Henry. Damit erreicht das Verhältnis $\frac{\omega L}{R}$ bei 15 MHz einen Wert von 300, was dem oben erwähnten Fehler ungefähr entspricht. Der Spannungsteiler ist somit für Meßzwecke völlig unbrauchbar.

Für Meßzwecke verlangt man über einen bestimmten, gleichbleibenden Innenwiderstand bekannte Hochfrequenzspannungen. Bei der behandelten Anordnung aber schwankt mit der Frequenz außer der Spannung auch der Innenwiderstand und zwar um zwei Zehnerpotenzen! Das macht nicht viel aus, wenn man einen solchen Spannungsteiler nur für einen Prüfsender verwendet, der als Abgleichhilfsmittel für die Werkstatt dienen soll. Eine Anwendung für einen Meßsender, mit dem man die die Empfänger kennzeichnenden Größen (Empfindlichkeit, Trennschärfe, Verzerrungsgrößen) messen möchte, kommt jedoch nicht in Frage.

Für Meßzwecke weitaus besser ist ein Selbstbau-Eichteiler nach Bild 4 auf S. 83. Die Verfasser dieses Hinweises werden einen solchen demnächst in der „Auslese" beschreiben.

Bücher-Auslese

Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren

Von H. Rothe und W. Kleen. 196 Bilder. 325 Seiten. 16,5 × 23,5 cm. Preis gebd. RM 20.–. Band 2 der Bücherei der Hochfrequenztechnik, herausgegeben von J. Zenneck. Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler, Kom.-Ges., Leipzig. 1940.

Dieses Werk bringt die physikalischen und die praktischen Grundlagen der Röhrentechnik. Im ersten Abschnitt werden zunächst die Raumladungsgesetze, die statischen Felder der Röhren, sowie die Stromverteilung erörtert. Dann folgen Kapitel über die Laufzeiten, die bekanntlich besonders für die Ultrakurzwellentechnik von Bedeutung sind, und über die Sekundäremission, die in Sonderröhren und bei Störungserscheinungen eine große Rolle spielt. Der zweite Abschnitt ist den statischen Kennlinien der Drei-, Vier- und Mehrpolröhren gewidmet. Besonders die neuartige Behandlung der Probleme der Mehrpolröhren unterscheidet das vorliegende Buch wesentlich von älteren Werken. Der letzte Abschnitt, der verschiedene praktische Gesichtspunkte der Röhrentechnik bringt, enthält die Behandlung der höheren Ableitungen der Röhrenkennlinien und das Wesentliche über Röhrenkapazitäten, über Sonderröhren und über Einzelheiten vom Aufbau der Röhren.

Das vorliegende Werk gibt (abgesehen vielleicht von einigen Ultrakurzwellenröhren) den neuesten Stand der Röhrentechnik wieder, über den man sich bisher großenteils aus Einzelarbeiten Rat holen mußte, deren manche aus der Feder der beiden Verfasser stammen. Es wird allen, die sich mit Röhren zu befassen haben, ein unentbehrliches Hilfsmittel sein.

O. Macek.

Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker

Von H. Rothe und W. Kleen. 197 Bilder. 303 Seiten. 16,5 × 23,5 cm. Preis gebd. RM 19.–. Band 3 der Bücherei der Hochfrequenztechnik, herausgegeben von J. Zenneck. Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler, Kom.-Ges., Leipzig. 1940.

In diesem Buch werden die Anwendungen der Röhren in Verstärker- und Mischstufen sowie die damit in Zusammenhang stehenden Fragen behandelt. Im ersten Abschnitt folgt auf eine allgemeine Darstellung der Verstärkung, der Leistungsabgabe und der dabei auftretenden Verzerrungen sehr ausführlich die Theorie der Mischung und der Rückkopplung, in die die Gegenkopplung eingeschlossen ist. Der zweite Abschnitt bringt die Anwendung und das Verhalten der Röhre in der Widerstandsstufe, in der Transformatorstufe, in der abgestimmten Stufe und auch im Breitbandverstärker. Anschließend wird auf die heute im Vordergrund stehenden Fragen der Mischstufen und der Verstärkungsregelung eingegangen. Der dritte Abschnitt ist dem Röhrenrauschen, dem Röhrenbrummen und dem Röhrenklingen gewidmet.

Die gründliche Darstellung kann mit Recht als gut verständlich bezeichnet werden. Die durch ihre Arbeiten in der „Telefunkenröhre" als bedeutende Röhrenfachleute bekannten Verfasser verstehen es, die Grundlagen der Röhrentechnik auch dem in diesem Sondergebiet Fremden verständlich zu machen. Das Buch ist für den Hochfrequenztechniker von großem Wert. Beide Bände reihen sich dem „klassischen" „Barkhausen" würdig an. O. Macek.

Theorie der Schwachstromtechnik

Von Julius Wallot. 2. Auflage. 415 Bilder. 445 Seiten. 17 × 25 cm. J. Springer, Berlin. 1940. Preis gebunden 33.– RM.

Dieses bekannte Buch ist in seiner zweiten Auflage stark umgeändert und erweitert worden. Besonders die Hinzuziehung der Grundbegriffe der Elektroakustik dürfte mit dazu beitragen, dem beliebten Buch bei den Fernmeldetechnikern noch größere Verbreitung zu geben. Der Inhalt ist kurz folgender:

Gleichstromschaltungen, elektrische und magnetische Felder, Wechselstromschaltungen, Schaltvorgänge, Vierpole und Übertrager, gleichmäßige Leitungen, Pupinleitungen, der Einfluß der Leitungen aufeinander, Grundlagen der Elektroakustik, Röhrenverstärker, Rückkopplung, Wellenfilter, Theorie der Schaltvorgänge und Verzerrungen, Theorie und Praxis der Frequenzumsetzung und die Nachrichtenübertragung auf große Entfernungen (mit Draht und Kabel).

Das Buch ist sowohl für Hochfrequenztechniker wie auch für Fernmeldetechniker ein vielseitiges Lehr- und Nachschlagebuch. Besonders die Kapitel über Wellenfilter, über Vierpole und Übertrager sowie über Elektroakustik enthalten viel Lehrreiches.

Theoretische Hilfsmittel, vor allem die Funktionen und Methoden der höheren Mathematik, sind sehr sparsam herangezogen. Dies hat den Vorteil, daß das Buch auch für Leser, die mit der höheren Mathematik nicht so vertraut sind, verständlich bleibt.

O. Macek.

Grundlagen und mathematische Hilfsmittel der Hochfrequenztechnik

Von H. G. Möller. 353 Bilder. 293 Seiten. 17 × 25 cm. Preis gebunden 27.– RM. Band 1 des Lehrbuches der drahtlosen Nachrichtentechnik, herausgegeben von N. v. Korshenewsky und W. T. Runge. Verlag J. Springer, Berlin. 1940.

Der einleitende erste Band des Lehrbuches der drahtlosen Nachrichtentechnik gibt eine Übersicht über die verschiedenen Gebiete, die das gesamte Lehrbuch behandeln soll. In einer Einleitung werden die

älteren Methoden der Hochfrequenzerzeugung behandelt.

Das erste Kapitel bringt den Schwingkreis, das zweite die Elektronenröhren, das dritte die Wellenausbreitung, Lechersysteme und Antennen. Hier ist besonders der Abschnitt über Rohrwellen neu und daher reizvoll. Man findet sonst auch in ganz modernen Lehrbüchern nur wenig darüber. In einem Anhang werden die mathematischen und physikalischen Grundlagen gebracht: Zunächst die Vektorrechnung und Vektoranalysis, dann mit ihrer Hilfe die Grundformeln der Elektrizitätslehre und des Magnetismus. Es folgt eine Einführung in das Rechnen mit komplexen Vektoren, also das, was man auch als „Symbolische Methode" bezeichnet. Zuletzt erscheinen Anwendungen von Differentialgleichungen auf Lechersysteme und Kabel und schließlich ein Abschnitt über die Schallabstrahlung von einer Lautsprechermembran.

Dieser Band des Lehrbuches der drahtlosen Nachrichtentechnik ist für den Physiker und Ingenieur, der mit den nötigen mathematischen Unterlagen vertraut ist, recht wertvoll, wenn auch in ihm keines der angeschnittenen Probleme erschöpfend behandelt wird. Aber er zeigt, wie ein Problem der Hochfrequenztechnik mathematisch anzupacken ist. Gegen die Einführung bestimmter Größen und die Art ihrer Einführung könnte man Einwände mathematisch-didaktischer Art erheben, z. B. gegen die Art der Einführung des Nabla-Operators. Stets können Bücher, die von Physikern geschrieben sind, in dieser Beziehung von Mathematikern wohl etwas angegriffen werden. Das ist jedoch unwesentlich. Das Buch kann zur weiteren Einführung des schon fortgeschrittenen Physikers und Ingenieurs warm empfohlen werden. O. Macek.

Elektroakustisches Taschenbuch

Von E. Rickmann und H. Heyda (Georg Neumann & Co.). 2. Auflage. 90 Bilder. 264 Seiten. 10,5 × 14,8 cm. Vertrieb: V.D.I.-Verlag, Berlin. 1940. Biegsam in Wachstuch gebunden Preis RM 5.–.

Das Taschenbuch bringt eine reiche Auswahl aus dem, was für den Ingenieur im allgemeinen und auch aus dem, was für den Elektroakustiker im besonderen wissenswert ist. Maße, Einheiten, Funktionen, Stoffkunde, Mechanik, Wärme, Licht, Beleuchtung, Strahlungsphysik, Grundlagen der Elektrotechnik, Schwingungen, Dauermagnete, Nomogramme und Zahnräder sind auf rund 120 Seiten behandelt. Die restlichen 120 Seiten enthalten eine gute, wenn auch mitunter etwas knappe Zusammenstellung der akustischen und elektroakustischen Fragen: Grundbegriffe, Raum- und Bauakustik, Schallübertragung, Schallaufnahmeverfahren; Mikrophone, Schallschreiber, Tonabnehmer und Photozellen; die Dynamik und ihre Beeinflussung, Klirrgrad, Dämpfungsmaße, Anpassung, Pässe und Lautstärkeregelung, Verstärker, Gegenkopplung und Netzanschlußgeräte, Übertrager, Netzwandler und Drosselspule, Lautsprecher, Messungen und Prüfungen, Anwendungsgebiete des Schalles und Formeln. Ein umfangreiches Sachverzeichnis und ein Anhang mit guten Darstellungen der Neumann-Fabrikate bilden den Schluß.

Das ganz auf die Praxis zugeschnittene, handliche Taschenbuch, dessen Berechnungsanweisungen und Zahlenangaben sich bequem verwerten lassen, kann jedem Elektroakustiker empfohlen werden. Für die nächste Auflage wäre allerdings eine Erweiterung des elektroakustischen Teiles auf Kosten des allgemeinen Teiles erwägenswert. F. Bergtold.

Fließt der Strom in einem Verbraucher von Plus nach Minus oder umgekehrt?

Der Strom fließt, wenn man sich so ausdrücken möchte, von Plus nach Minus. Besser sagt man, die rechnerische Stromrichtung zählt in einem Verbraucher von Plus nach Minus positiv.

Die Elektronen jedoch bewegen sich durch den Verbraucher von Minus nach Plus. Elektronenbewegung und elektrischer Strom sind keine identischen Begriffe. Rechnerische Stromrichtung und tatsächliche Richtung der Elektronenbewegung haben entgegengesetzte Vorzeichen!

Aufgaben-Auslese

Hier folgen die Lösungen der Aufgaben von S. 60 und anschließend daran neue Aufgaben. Diese sind wiederum mit Rücksicht auf die im Felde stehenden Leser so gehalten, daß sie ohne besondere Hilfsmittel gelöst werden können.

Lösungen

Zu 1. Die Verstärkung der regelbaren Röhren kann durch Erhöhen der negativen Gittervorspannung bis unter 1 herunter geregelt werden. Bei geringer Verstärkung ist die Regelspannung fast gleich der gesamten Gittervorspannung.

Nehmen wir an, die dem nicht verstärkenden Regelspannungsgleichrichter vorausgehende Stufe verstärke nicht (Verstärkungsgrad 1), so ergäbe sich als Regelspannung eine Gleichspannung, die etwas kleiner ist als der mittlere Höchstwert der auf das Gitter der vorausgehenden Stufe wirkenden Hochfrequenzspannung (Bild 1).

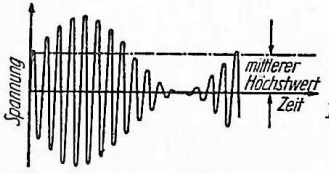


Bild 1

Hierbei wäre die Gittervorspannung in dieser Stufe also geringer als der mittlere Höchstwert der Gitterwechselspannung.

Die Gittervorspannung muß aber bei voll ausmodulierter Hochfrequenzspannung mehr als doppelt so groß sein wie der mittlere Höchstwert. Demgemäß ist es nötig, daß die dem Regelspannungserzeuger vorangehende Stufe eine mehr als doppelte Verstärkung aufweist. Üblicherweise wird dafür gesorgt, daß der Verstärkungsgrad dieser Stufe nicht unter das Drei- bis Vierfache herunter geregelt wird.

Zu 2. Streng genommen, versteht man unter der in Nepern angegebenen Verstärkung den halben natürlichen Logarithmus des Verhältnisses $\frac{\text{Ausgangsleistung}}{\text{Eingangsleistung}}$. Hält man sich an diese Auslegung, so hat die Angabe der Spannungsverstärkung in Nepern nur einen Sinn, wenn der Eingangswiderstand des Verstärkers und der an den Verstärker angeschlossene Belastungswiderstand gleichen Wert haben.

Löst man sich von dem Leistungsverhältnis und setzt, wie das heute schon vielfach gemacht wird, an Stelle des halben natürlichen Logarithmus des Leistungsverhältnisses von vornherein den ganzen natürlichen Logarithmus des Spannungsverhältnisses, so wird die Angabe der Spannungsverstärkung frei von der Voraussetzung gleicher Widerstände.

Zu 3. Es ist naheliegend, den Abschirmmantel des Antennenkabels mit dem Blechdach leitend zu verbinden. Herrscht zwischen Blechdach und Erde eine Störspannung, so kommt es darauf an, wie groß die Kapazität C_E zwischen Antenne und Erde (Bild 2) im Vergleich zu der Kapazität $C_B + C_K$ ist, die zwischen Antenne sowie Innenleiter des Kabels einerseits und Blechdach sowie Kabelmantel anderseits auftritt. Bild 3 veranschaulicht das. Die gestrichelt eingetragene Kapazität zwischen Blechdach und Erde hat keinen Einfluß.

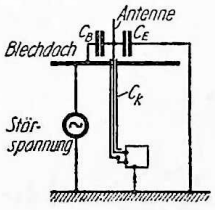


Bild 2

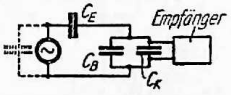


Bild 3

Mit wachsender Höhe der Antenne über dem Blechdach, nimmt C_E zu, während $C_D + C_K$ ziemlich ungeändert bleibt. Damit wird der auf den Empfängereingang entfallende Bruchteil der Störspannung größer. Außerdem steigt die Empfangsspannung mit der Höhe der Antenne über dem Dach. Sehen wir von sehr großen Antennenhöhen ab, so überwiegt die Zunahme der Störspannung das Anwachsen der Empfangsspannung. Demgemäß ist es günstig, die Antenne über einem Blech-

dach nicht zu hoch und möglichst in der Dachmitte anzuordnen (F.T.V.8, S. 87).

Kann man die Störspannung zwischen Dach und Erde nicht einfach durch gute Erdung des Daches kurzschließen? Nun – dazu wäre eine Erdleitung erforderlich, die keine magnetische Kopplung mit den die Störströme führenden Leitungen aufweist. Leider läßt sich eine solche Leitung nur selten verwirklichen. Sie müßte weit entfernt von den elektrischen Leitungen des Hauses und auch von den größeren, im Haus vorhandenen Metallteilen verlegt sein.

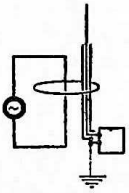


Bild 4

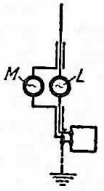


Bild 5

Zu 4. Bild 4 zeigt eine Empfangsanlage, deren geschirmte Ableitung mit einem Störstromkreis magnetisch gekoppelt ist. Die empfängerseitige Erdung ist gestrichelt eingetragen. Die magnetische Kopplung wirkt so, als ob – gemäß Bild 5 – sowohl in den Innenleiter wie auch in den Mantel der Antennenableitung je eine gleiche Störstromquelle eingeschaltet wären.

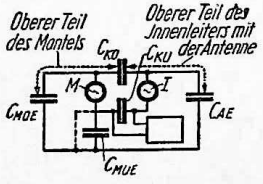


Bild 6

Zu Bild 5 kann man die in Bild 6 gezeigte Ersatzschaltung entwerfen. Sie enthält die beiden gleichen Störstromquellen M und I, die Kapazitäten zwischen dem oberen Teil des Mantels und der Erde (C_{MOE}), zwischen dem unteren Teil des Mantels einschließlich des Empfängergestelles und der Erde (C_{MUE}), zwischen Innenleiter und Mantel des oberen Teiles und der Erde (C_{KO}), zwischen Innenleiter und Mantel des unteren Teiles und der Erde (C_{KU}), sowie zwischen der Antenne und der Erde (C_{AE}), außerdem die (gestrichelte) Erdleitung und schließlich den Empfänger. Wir erkennen aus Bild 6, daß für $C_{MUE} = 0$ und fehlender Erdleitung am Empfängereingang (wegen der in diesem Fall vorhandenen Gleichseitigkeit der Schaltung) keine Störspannung auftreten würde, sowie daß die Ungleichseitigkeit der Schaltung und mit ihr die Störspannung am Empfängereingang bei der vorgesehenen Erdung wachsen müssen.

Bei elektrischer (kapazitiver) Störbeeinflussung ist die Erdung hingegen günstig.

Zu 5. Von der Induktivität eines einzelnen Drahtes darf man sprechen, wenn das zu ihm gehörige Feld durch die übrigen Teile des Stromkreises nur unwesentlich gestört wird. (Näheres hierüber siehe Seite 65).

Zu 6. Die in der Aufgabe gegebenen Zeiten sind kurz. Die hohen Ströme lassen auf nicht unbeträchtliche Querschnitte schließen. Demgemäß wird die Wärmeabgabe an die Umgebung nur eine untergeordnete Rolle spielen. Um rechnen zu können, müssen wir diese Wärmeabgabe vernachlässigen. Dabei dient die gesamte in Wärme umgesetzte Arbeit zur Erwärmung der Leitung selbst. Die Übertemperatur ist in diesem Fall der in Wärme umgesetzten Arbeit verhältnisgleich. Bezeichnen wir den Widerstand der Leitung mit R und den gesuchten Strom mit I, so gilt, da 60 ms = 0,06 s:

$$\frac{0{,}2\, I^2 R}{0{,}06 \cdot 100^2 R} = \frac{100}{40} \text{ oder}$$

$$I^2 = \frac{2{,}5 \cdot 600}{0{,}2} = 7500 \text{ und}$$

$$I = \sqrt{7500} = \text{rund } 87 \text{ A}.$$

Neue Aufgaben

1. An einem Spannungsteiler aus zwei Widerständen R_1 und R_2 liegt eine Spannung $U = 120$ V (Bild 7). Die zu R_2 gehörige Teilspannung wird mit einem Spannungszeiger (1000 Ω/V) gemessen. Mit dem Meßbereich 30 V ergibt sich eine

Spannung von 18,9 V, mit dem Meßbereich 150 V eine Spannung von 32,7 V. Welche Werte haben R_1 und R_2?

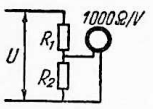


Bild 7

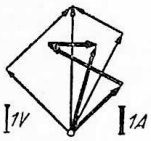


Bild 8

2. Eine Spannung von etwa 500 V soll gemessen werden. Zur Verfügung stehen zwei verschiedene Instrumente mit je 300 V Meßbereich. Die Widerstände dieser Spannungszeiger betragen 150 kΩ und 300 kΩ. Außer den Spannungszeigern sind zahlreiche Widerstände vorhanden, deren Werte jedoch für die Verwendung als Vorwiderstände nicht hinreichend genau festliegen und außerdem etwas stromabhängig sind. Wie ist die Messung zu bewerkstelligen?

3. Für den unter 2 angegebenen Fall sind außer den zwei Spannungszeigern nur 5 Widerstände von je 2 kΩ vorhanden. Wie ist die Messung durchzuführen?

4. Der dem Vektorbild 8 entsprechende Schaltplan ist zu entwerfen.

5. (Dr. F. Lange). Die Gittervorspannung einer Röhre wird an einem aus den Widerständen R_1 und R_2 gebildeten Spannungsteiler abgenommen (Bild 9). Im Betrieb tritt wegen der hohen Gitterwechselspannung Gitterstrom auf. Die Gittervorspannung und der der Gitterspannungsquelle entnommene Strom sind für die Gitterstrom-Durchschnittswerte: I_g = 0 mA, 3 mA und 30 mA zu ermitteln, wenn die Gitterspannungsquelle eine gleichbleibende Klemmenspannung von 150 V aufweist und für die Widerstände die Werte gelten: R_1 = 5 kΩ, R_2 = 10 kΩ.

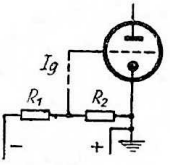


Bild 9

Hautwirkung

Von Dr. O. M a c e k, München

Bei hohen Frequenzen fallen die Wirkwiderstände der Leiter höher aus als bei Gleichstrom oder bei tiefen Frequenzen. Der Strom verteilt sich bei hohen Frequenzen nämlich nicht gleichmäßig über den ganzen Querschnitt. Er wird vielmehr aus dem Inneren des Leiters nach den äußeren Leiterschichten verdrängt. Er fließt daher nur in einer dünnen „Haut" des Leiters. Vom Standpunkt des elektromagnetischen Feldes aus betrachtet, drückt man diese Tatsache auch so aus, daß das Feld um so weniger in den Leiter eindringt, je höher die Frequenz ist. Diese Hautwirkung der hohen Frequenzen verschlechtert die Ausnutzung des Leiterquerschnittes und erhöht damit den Leitwirkwiderstand. Das Verhältnis des Wechselstromwirkwiderstandes zu dem Gleichstromwiderstand hängt von der Frequenz und von dem Leiterdurchmesser ab. In Bild 1 ist für Kupferdrähte mit Kreisquerschnitt abhängig vom Drahtdurchmesser die Frequenz für gleichbleibende Werte des Verhältnisses des Hochfrequenzwiderstandes R_H zum Gleichstromwiderstand R_G aufgetragen (R_G = 1,01; 1,1; 2; 10[1]).

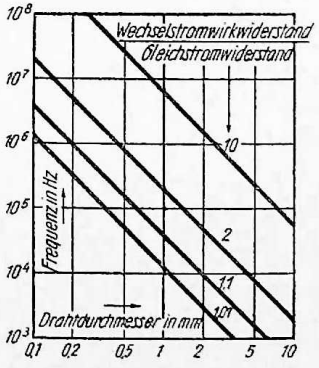


Bild 1

[1]) K. Küpfmüller, Messungen bei sehr hohen Frequenzen, Z. techn. Physik, Jgg. 14, 1933, S. 447.

Aus diesen Kennlinien läßt sich jeweils der höchstzulässige Drahtdurchmesser ermitteln, falls der Erhöhung des Wirkwiderstandes eine bestimmte Grenze gesetzt ist. Die Hautwirkung ist von der Drahtlänge unabhängig, solange die Wellenlänge groß gegen die Drahtlänge bleibt.

Die Hautwirkung ist bei Widerstandslegierungen nicht wesentlich geringer als bei Kupfer, weshalb man heute nur mehr sehr kurze Hochfrequenzwiderstände von Zehntel Ohm aus dünnen Drähten herstellt. Für Hochfrequenzwiderstände mit höheren Werten verwendet man Kohle. Hierbei spielt die Hautwirkung eine bedeutend geringere Rolle, weil die Kohleschicht

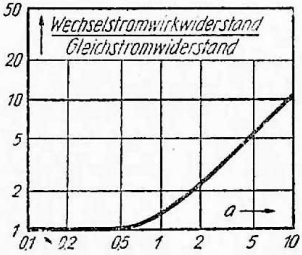


Bild 2

selbst schon als dünne Haut auf einem nichtleitenden (keramischen) Röhrchen aufgebracht ist und weil die Kohle einen hohen spezifischen Widerstand hat.

Zur Ermittlung des Einflusses der Hautwirkung bei verschiedenen Werkstoffen dient Bild 2. Dessen Kennlinie setzt sich nach Zenneck gemäß folgender Näherungsgleichung fort:

$$\frac{R_w}{R_g} \approx \frac{1}{4} + a.$$

Der hierin und in Bild 2 enthaltene Wert a ist durch die Beziehung festgelegt:

$$a = b\,r\sqrt{f} = 2{,}45 \cdot 10^5\, b\, r \sqrt{\frac{1}{\lambda}}, \text{ worin}$$

$$b = \pi \cdot \sqrt{\frac{k \cdot \mu}{2 \cdot 10^5}} = 7 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{k \cdot \mu}.$$

Die Bedeutung der Buchstaben ist:

r = Halbmesser des Drahtes in cm
f = Frequenz in Perioden je Sek.
λ = Wellenlänge in m
k = Leitfähigkeit in Ω^{-1} für 1 m Länge und 1 qmm Leiterquerschnitt
μ = Magnetische Leitfähigkeit (Permeabilität).

Die Werte von a sind hier für einige Leiter mit den Werten von μ und b zusammengestellt.

Stoff	k	μ	b
Eisen	8,6	4000	1,29
		400	0,41
		100	0,205
Kupfer	58,7	1	$5{,}37 \cdot 10^{-2}$
Nickelin	4,27	1	$1{,}85 \cdot 10^{-2}$
Manganin	2,35	1	$1{,}1 \cdot 10^{-2}$
Konstantan	2,03	1	$1 \cdot 10^{-2}$
Kohle	$2 \cdot 10^{-3}$	1	$9{,}9 \cdot 10^{-4}$

Fließt in den Zuleitungen zu einem Verbraucher dessen Wirk- oder dessen Scheinstrom?

Natürlich fließt dort der „Scheinstrom". Dieser Strom wird auch von einem in eine der Zuleitungen gelegten Strommesser angezeigt. Soweit sind wir uns alle einig. Eine Frage aber: Warum nennt man den Strom, der tatsächlich fließt, den einzigen Strom, der unmittelbar gemessen werden kann, „Schein"-strom? Diese Benennung läßt doch die Meinung aufkommen, daß der wirklich vorhandene Strom nur so tut, als sei er da!

Man sollte statt „Scheinstrom" einfach „Strom" oder, wenn man gegebenenfalls seine Zusammensetzung aus einem Blind- und einem Wirkstrom andeuten möchte, „Gesamtstrom" sagen.

Wie aber ist man überhaupt auf die Bezeichnung „Scheinstrom" gekommen? Man hat einfach nach dem Muster: Wirk-, Blind- und Scheinleistung gedankenlos Wirk-, Blind- und Scheinstrom heruntergeleiert.

Verzerrungen im Gegentakt-B-Verstärker

Von Dr. L. Brück, Berlin

Im vorhergehenden Aufsatz (S. 77) wurde die Frage nach der größten Leistungsabgabe grundsätzlich geklärt. Hier werden die Einstellung des Arbeitspunktes auf der unteren Kennlinienkrümmung und die Bemessung der Treiberstufe bei Aussteuerung in den Gitterstrombereich behandelt.

Betrieb mit geringem Ruhestrom

Die I_a-U_g-Gesamtarbeitskennlinie eines Gegentaktverstärkers, dessen Anodenruhestrom gerade gesperrt ist, verläuft, weil die Kennlinien der einzelnen Röhren im unteren Teil stark gekrümmt sind, nach Bild 1.

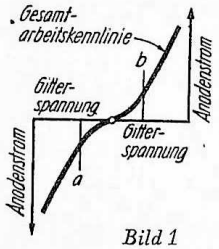


Bild 1

Die Krümmung im mittleren Teil dieser Gesamtarbeitskennlinie bewirkt schon bei kleiner Aussteuerung ziemliche Klirrverzerrung. Mit wachsender Aussteuerung werden die Klirrverzerrungen zunächst größer, nehmen wieder etwas ab, wenn in Bild 1 das Gebiet *a–b* überschritten wird, und steigen schließlich an der Grenze des Aussteuerungsbereiches wieder in bekannter Weise an (Kennlinie 1 in Bild 2).

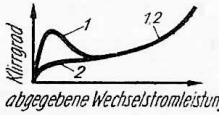


Bild 2

Die großen Verzerrungen bei kleiner Aussteuerung lassen sich vermindern, wenn man den Arbeitspunkt der einzelnen Röhre etwa in die Mitte des Krümmungsbereiches ihrer I_a-U_g-Arbeitskennlinie legt und demgemäß einen geringen Anodenruhestrom zuläßt. Hierbei arbeitet jede Röhre für kleine Aussteuerung im A-Betrieb und die Verzerrungen heben sich im Überlappungsgebiet auf, wenn die Arbeitskennlinien parabolisch gekrümmt sind, d. h. quadratisch verlaufen (Bild 3). Man gibt daher den Röhren, die für Gegentakt-B-Betrieb bestimmt sind, eine möglichst parabolische Krümmung des unteren I_a-U_g-Kennlinienteiles. Infolge der Unterschiede zwischen den einzelnen Röhrenkennlinien wird die gerade Gesamtarbeitskennlinie im allgemeinen nur ungefähr erreicht.

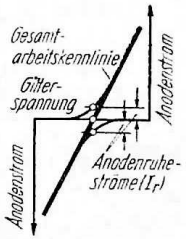


Bild 3

An Hand des Kennlinienfeldes der Batterie - Gegentakt - Dreipolendröhre DDD 11 soll der Betrieb mit geringem Anodenruhestrom näher untersucht werden. Der Arbeitspunkt liegt bei $U = 120$ V und $U_g = -4{,}5$ V, so daß je System ein Anodenruhestrom von 1,5 mA fließt (Bild 4).

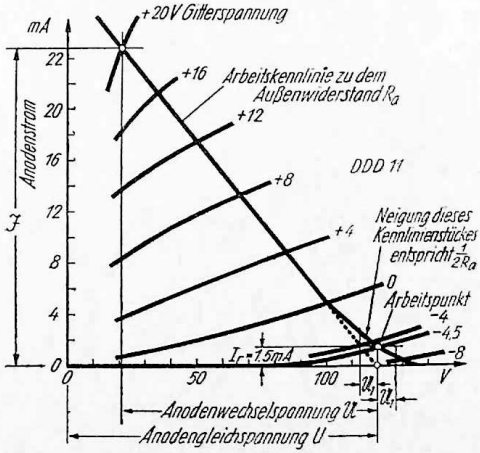


Bild 4

Ein System sei zunächst abgeschaltet. Zum Arbeitswiderstand R_s am Ausgang des Ausgangsübertragers gehört dann im I_a-U_a-Kennlinienfeld die Gerade R_a durch den Arbeitspunkt *A*. Bei kleiner Gitter-

wechselspannung (A-Betrieb) entsteht die verzerrte Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_1$.

Wird nun die andere Röhre dazugeschaltet, so treibt auch sie einen Wechselstrom durch R_s, wodurch die Ausgangswechselspannung und damit die Wechselspannung zwischen Anode und Kathode der ersten Röhre zusätzlich vergrößert werden.

Für sich allein würde die zweite Röhre die Wechselspannung $\mathfrak{U}_2$ erzeugen, die dem Betrage nach gleich $\mathfrak{U}_1$ wäre. Da beide Röhren von der Gitterspannung gegensinnig gesteuert werden, zählen sich die große Halbwelle von $\mathfrak{U}_2$ zur kleinen Halbwelle von $\mathfrak{U}_1$ zusammen. So entsteht aus den beiden verzerrten Teilspannungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ die unverzerrte Spannung $\mathfrak{U}'$.

Für die erste Röhre wirkt sich die von der zweiten Röhre stammende zusätzliche Spannung wie eine Vergrößerung des Arbeitswiderstandes aus. Die Aussteuerung erfolgt daher nicht längs der gestrichelten Linie R_a, sondern längs der ausgezogenen Kurve, zu der im Arbeitspunkt A ein Außenwiderstand von $2R_a$ gehört. Bei größerer Aussteuerung wird die zweite Röhre stromlos. Dabei entfällt die Zusatzspannung $\mathfrak{U}_2$, so daß nun die Aussteuerung längs der Geraden verläuft, deren Neigung $\frac{1}{R_a}$ entspricht.

Liegt diese Arbeitskennlinie fest, so lassen sich die Werte des Wechselstromes und der Wechselspannung aus dem Kennlinienbild ablesen und die abgebbare Leistung berechnen.

In den Spitzen der Steuerspannung ist die eine Röhre gesperrt, während die andere den Wechselstromhöchstwert $\mathfrak{J}$ führt. Folglich wirkt die Schaltung in bezug auf den Arbeitswiderstand so, als wäre der Ruhestrom $I_r = 0$ und der Höchstwert des Wechselstromes $\mathfrak{J}$. Verlängert man den geradlinigen Teil der Arbeitskennlinie nach unten, so schneidet er die Spannungsachse bei $U = 120$ V (punktierte Linie). Die abgebbare Wechselstromleistung beträgt $\frac{1}{2}\mathfrak{U}\mathfrak{J}$.

Das die Leistung bestimmende Dreieck entsteht demgemäß so, wie bei reinem B-Betrieb mit $I_r = 0$. Damit gelten die bereits für reinen B-Betrieb gefundenen Beziehungen. Nur der Wirkungsgrad wird durch den Ruhestrom I_r etwas schlechter, was aber für volle Aussteuerung meist vernachlässigt werden kann.

Verzerrungen im Gitterstromgebiet

Vor allem in Rundfunkempfängern mit Batteriebetrieb werden für die Gegentaktstufe bis weit ins Gitterstromgebiet hinein ausgesteuerte Dreipolröhren verwendet, wobei die Gitter-Kathodenstrecke Leistung aufnimmt. Diese Leistung muß von der vorgeschalteten Treiberstufe geliefert werden. Damit werden an die Treiberstufe bestimmte Forderungen gestellt.

Von der Gitterseite der Endstufe aus betrachtet, läßt sich die Treiberstufe als Wechselstromquelle mit der inneren Spannung $\mathfrak{E}$ und dem Innenwiderstand R_i auffassen. Die Übersetzung des Zwischenübertragers wollen wir zunächst außer acht lassen. Fließt in der Endstufe kein Gitterstrom und damit auch kein Gitterwechselstrom, so ist die erwähnte Wechselstromquelle unbelastet. In diesem Fall liegt am Gitter die innere Spannung ($\mathfrak{E} = \mathfrak{U}_g$). Bei Gitterstrom muß die Stromquelle Strom liefern. An R_i tritt also ein Spannungsabfall auf, so daß die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ kleiner als die zugehörige innere Spannung $\mathfrak{E}$ wird ($\mathfrak{U}_g = \mathfrak{E} - R_i\,\mathfrak{J}_g$). Dadurch werden die Spitzen der Sinuswellen abgeflacht, womit Verzerrungen entstehen (vor allem die dritte Oberwelle). Bei gegebener Gitterstromspitze der Endröhre läßt sich eine Verbesserung nur durch Verminderung von R_i erreichen. Um ein möglichst geringes R_i zu bekommen, verwendet man als Treiberröhre eine Dreipolröhre, die ja einen geringen Innenwiderstand hat, und einen Zwischenübertrager, der die Spannung und den Widerstand dieser Dreipolröhre noch herunterwandelt.

Bild 5 zeigt den Einfluß des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}$ des Zwischenübertragers auf die Verzerrungen (Klirrgrad der Endröhre KDD1 mit der Treiberröhre KC3 bei $\ddot{u} = 5:1$ und $\ddot{u} = 2:1$). Mit $\ddot{u}$ ist das Verhältnis der Eingangswindungen zur einen H ä l f t e der Ausgangswindungen gemeint. Bei $\ddot{u} = 3:1$ ist der Klirrfaktor

infolge des stark heruntergewandelten R_i (9 : 1) kleiner als bei $\ddot{u} = 2 : 1$ (Widerstandswandlung nur 4 : 1). Für den Verstärker DC11 + DDD11 ist $\ddot{u} = 2 : 1$ vorgesehen.

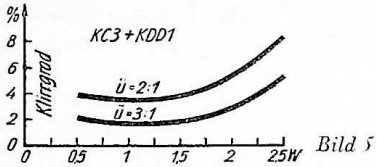


Bild 5

Leistungsabgabe der Treiberstufe

Der auf die Eingangsseite des Zwischenübertragers bezogene Gitterwechselstrom der Endröhren stellt dort den Anodenwechselstrom der Treiberröhre dar. Fließt kein Gitterwechselstrom, so arbeitet die Treiberröhre unbelastet. Hierbei verläuft mit einem idealen Zwischenübertrager (unendlich große Eingangsinduktivität und keine Streuinduktivität) die Arbeitskennlinie mit der Spannungsachse gleich. Für den nicht idealen Übertrager wird aus der Geraden eine Ellipse, was aber hier nicht weiter berücksichtigt zu werden braucht. Bei Aussteuerung bis in das Gitterstromgebiet wird das Kennlinienfeld der Treiberröhre längs einer S-förmigen Widerstandslinie ausgesteuert. Da der gesamte Strom in der Treiberröhre nicht negativ werden kann, soll der Ruhestrom I_0 stets größer sein als die transformierte Gitterstromspitze $\frac{\mathfrak{J}_g}{\ddot{u}}$, damit das Kennlinienfeld nicht bis in den unteren, stark gekrümmten Teil ausgesteuert wird.

Der Zwischenübertrager

Meist sind beim Entwurf eines B-Verstärkers die Röhren mit ihren Betriebsspannungen und Strömen gegeben und es wird das Übersetzungsverhältnis des Zwischenübertragers gesucht, bei dem der Verstärker die größte Leistung abgibt. Mit den Betriebsspannungen liegt der Aussteuerungsbereich der Treiberröhre fest, da man sie allgemein bis zu ihrem Gitterstromeinsatz aussteuert. Bei der größten Gitterwechselspannung darf die Anodenstromspitze $\mathfrak{J}$ höchstens gleich dem Anodengleichstrom I werden, wobei der Höchstwert der Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}$ ist. Es seien z. B. $\mathfrak{J} = 2$ mA und $\mathfrak{U} = 42{,}5$ V (Spitzenwerte).

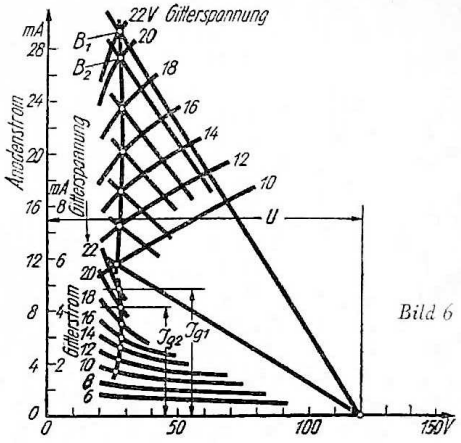


Bild 6

Nun betrachten wir das I_a-U_a-Kennlinienfeld der Endstufe, in dem auch der Gitterstrom eingetragen ist (Bild 6). Hier hängt die Größe des Aussteuerungsbereiches von dem gesuchten Übersetzungsverhältnis ab. Da für jede einstellbare Aussteuerung die größtmögliche Leistungsabgabe vorhanden sein soll, sucht man für verschiedene Gitterwechselspannungen den jeweils günstigsten Außenwiderstand R_a. Dabei geben die Punkte B_1, B_2 usw. die Grenzen des Aussteuerungsbereiches an. Zu ihnen gehören die Gitterwechselstrom-Höchstwerte $\mathfrak{J}_{g1}$, $\mathfrak{J}_{g2}$ usw. Diese Ströme trägt man über den zugehörigen Gitterspannungen auf (Bild 7).

Die Gitterleistung der Endstufe ist gleich der von der Treiberstufe gelieferten Leitung:

$$\mathfrak{N}_g = \tfrac{1}{2}\,\mathfrak{J}_g\,\mathfrak{U}_g = \tfrac{1}{2}\,\mathfrak{J}_a\,\mathfrak{U}_a.$$

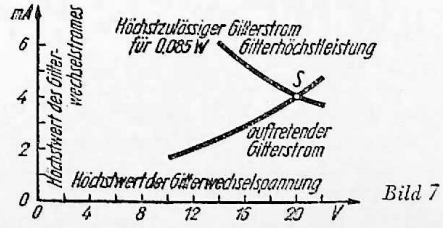


Bild 7

Bild 7 zeigt diese Leistungshyperbel. Ihr Schnittpunkt S mit der Gitterstromkurve bestimmt die gesuchte Gitterwechselspannung auf der Ausgangsseite des Zwischenübertragers, woraus sich mit

$$\ddot{u} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g}$$

das Übersetzungsverhältnis berechnen läßt. Es ist:

$$\ddot{u} = \frac{42{,}5}{20} = 2{,}125 : 1 \approx 2 : 1.$$

Dieses $\ddot{u}$ ist der kleinste zulässige Wert. Macht man $\ddot{u}$ größer, so nimmt die Gitterstromverzerrung und damit auch die Leistung ab. Mit dem gefundenen Höchstwert der Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g = 20$ V kann man dem Kennlinienfeld der Endstufe den Wert der abgebbaren Leistung und den günstigsten Außenwiderstand entnehmen:

$$\mathfrak{N} = 27{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 93 \cdot \tfrac{1}{2} = 1{,}27 \text{ W}$$
$$R_a = 3{,}5 \text{ k}\Omega \text{ bzw. } R_p = 14 \text{ k}\Omega.$$

Verminderte Klirrverzerrung durch Hilfsverstärker

Daß man die Klirrverzerrung durch Gegenkopplung vermindern kann, ist bekannt. Hier wird eine andere Möglichkeit beschrieben, die zwar nicht ganz so einfach wie die Gegenkopplung ist, aber für manche Zwecke doch aussichtsreich erscheint. Sie wurde von Pedersen kürzlich in den Proceedings behandelt.

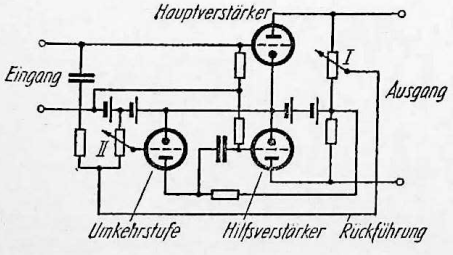
Die Schaltung

In Bild 1 sehen wir den eigentlichen Verstärker, den Hauptverstärker und einen mit einer Umkehrstufe versehenen Hilfsverstärker. Der Hauptverstärker erhält die volle Eingangsspannung, die Umkehrstufe des Hilfsverstärkers nur einen Teil davon und außerdem, mit umgekehrtem Vorzeichen, einen Teil der Ausgangsspannung des Hauptverstärkers.

Regelmöglichkeiten bestehen für die beiden dem Hilfsverstärkereingang zugeführten Spannungen.

Die Wirkungsweise

Wir nehmen der Anschaulichkeit zuliebe an, der Hauptverstärker verzerre beträchtlich. Die von seinem Ausgang auf den Eingang des Hilfsverstärkers zurückgeführte Spannung enthält diese Verzerrungen. Der dem Hilfsverstärker ebenfalls zugeleitete Teil der von außen angelegten Spannung ist an und für sich unverzerrt. Mit Hilfe des Reglers I läßt sich der zurückgeführte Teil der Hauptverstärker-Ausgangsspannung einstellen.



Da die Ausgangswechselspannung bei Anwendung eines Anodenwirkwiderstandes zu der Gitterwechselspannung gegenphasig ist, wirkt die zurückgeführte Spannung dem auf die Umkehrröhre wirkenden Teil der Eingangsspannung entgegen. Stellt man beide Spannungen so ein, daß der unverzerrte Anteil der zurückgeführten Gegenspannung gleich dem hier wirksamen Teil der Eingangsspannung wird, so bleibt für die Steuerung der Umkehrröhre nur die den Verzerrungen entsprechende Spannung übrig. Diese Spannung wird durch die Umkehrstufe in ihrer Phase um 180° gedreht und durch den Hilfsverstärker verstärkt. Mit Hilfe des Reglers II bemißt man diese Spannung so, daß auf der Anodenseite des Hilfsverstärkers die den Verzerrungen entsprechende Spannung gleich dem Verzerrungsanteil der Spannung des Hauptverstärkers wird. Die Verzerrungsspannung der Anode des Hilfsverstärkers ist in Phase mit dem Verzerrungsanteil der Spannung der Anode des Hauptverstärkers, so daß die Verzerrungen beim Abgriff der Ausgangsspannung zwischen beiden Anoden herausfallen.

F. Bergtold.

Messung des Gleichstromes

Unmittelbare Messung

Drehspulinstrument. Meßgrundsatz: Drehbare Spule mit geringem Widerstand in gleichmäßigem (homogenem) Dauermagnet-Feld. Spitzenlagerung, Band- oder Fadenaufhängung der Drehspule. Nebenwiderstände für höhere Meßbereiche.

Weicheiseninstrument. Meßgrundsatz: Anziehung oder Abstoßung zweier Eisenkörper in ungleichmäßigem (inhomogenem) Elektromagnet-Feld. Die Wicklung des Elektromagneten hat geringen Widerstand. Aufgeteilte Elektromagnetwicklung für verschiedene Meßbereiche.

Mittelbare Messung

Kompensationsverfahren. Meßgrundsatz: Der zu messende Strom wird durch einen Normalwiderstand geschickt und die an dem Normalwiderstand auftretende Spannung durch Kompensation bestimmt. Reine Laboratoriumsmethode großer Genauigkeit, zur Absoluteichung von Drehspulgeräten.

Messung kleiner Ströme mit Widerstand und Elektrometer (Röhrenelektrometer) (Bild 1). Meßgrundsatz: Der zu messende Strom wird durch einen hohen, bekannten Widerstand geschickt und die an dem Widerstand auftretende Spannung mit einem Elektrometer gemessen. Vor allem zur Messung sehr kleiner Ströme geeignet.

Bild 1

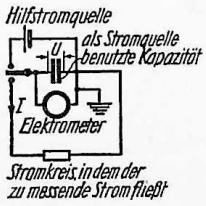


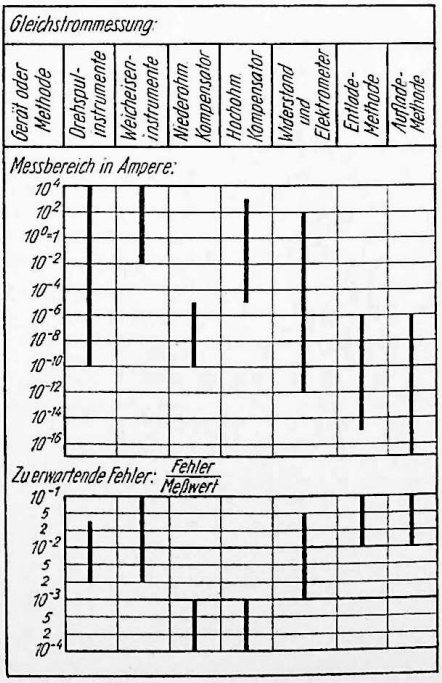
Bild 2

Messung kleinster Ströme (Ionenströme in Gasen) durch Entladung oder Aufladung einer Kapazität.

Entlademethode (Bild 2). Meßgrundsatz: Zwischen zwei Elektroden, deren eine meist geerdet ist, wird eine Spannung U gelegt. Die Kapazität der Elektroden gegeneinander sei C. Wird die elektrische Ladung Q durch einen Strom $I = \frac{dQ}{dt}$ vermindert, so sinkt die Spannung. Da zwischen der Ladung Q, der Kapazität C und der Spannung U die Beziehung besteht $Q = C \cdot U$, ist $I = C \cdot \frac{dU}{dt}$. Der Strom läßt sich also aus der Spannungsänderung je Zeiteinheit errechnen.

Aufladememethode: Derselbe Meßgrundsatz, nur wird hier die Kapazität aufgeladen, statt entladen. Weil bei der Aufladung zunächst kleine Spannungen auftreten, kann das Elektrometer sehr empfindlich eingestellt werden. Das ist der Vorteil gegenüber der Entlademethode.

O. Macek.



Sachverzeichnis

AB-Betrieb der Endstufe 56
A-Betrieb der Endstufe 56
AEG-Hilfsbuch (Buchbespr.) 40
Akustik, Einführung (Buchbespr.) 13
Antennen (Buchbespr.) 76
Arbeitskennlinie, Gegentaktstufe 53
Aufgaben 15, 30, 46, 60, 88

B-Betrieb der Endstufe 56, 77, 92
Buchbesprechungen 13, 39, 74, 85

Dämpfung 29
Dämpfungsglied, regelbares (Aufgabe) 47
Dauermagnetismus (Aufgabe) 46
Durchgriff (Aufgabe) 46
D-Betrieb der Endstufe 56
Determinanten (Buchbespr.) 75
Dezimeterwellen 49
Dynamik-Einengung 64
Dynamischer Lautsprecher (Ersatzschaltung) 12

Eigenfrequenz 42
Einführung in die Akustik (Buchbespr.) 13
Eingangskreis 68
Empfangsgleichrichtung mit Zweipolröhre 17, 21, 27, 37
Ersatzschaltung des dynamischen Lautsprechers 12
Ersatzschaltung der Zweipolröhren-Empfangsgleichrichter 21, 22, 37
Erwärmung (Aufgabe) 89

Fadingausgleich 63
Feldstärke 43
Fernmelde-Unterrichtslehre (Buchbespr.) 40
Fernsprechapparate (Buchbespr.) 76
Ferromagnetismus (Buchbespr.) 41
Formeln (Buchbespr.) 14
Fortschritte der Funktechnik (Buchbespr.) 75
Fotozelle in der Technik (Buchbespr.) 40
Frequenzabhängigkeit und Gegenkopplung 1

Galvanometer 72
Gegenkopplung (Aufgabe) 15, 31
Gegenkopplung der Verstärker 4
Gegenkopplungs-Schrifttum 16
Gegenkopplung, Überblick 1
Gegenspannung 2
Gegentakt-Endstufe 52
Geschirmte Antennenanlage (Aufgabe) 89
Goniometrische Ausdrücke 33
Grund- und Oberwellen 35

Hochfrequenz-Keramik (Buchbespr.) 14
Hochfrequenz-Spannungsteiler 81, 84
Hz 7

Induktive Antennenankopplung 68
Induktivität (Aufgabe) 31, 46, 89
Innenwiderstand (Aufgabe) 47
Innenwiderstand von Röhren (Aufgabe) 15

Kapazitätsberechnung (Aufgabe) 61
Kennlinien der Zweipolröhren 19
Kennlinienfeld der Gegentakt-Endstufe 42
Kennlinienfelder rückgekoppelter Röhren 8, 11
Kennwerte rückgekoppelter Röhren 5
Klirrgrad 1, 45
Kompensatoren 73
Kugelstrahler 42
Kurz- und Ultrakurzwellen-Schaltungsbuch (Buchbespr.) 14

Lautsprecher-Widerstand 12
Leistung des B-Verstärkers 77
Leistungsdreieck im Kennlinienbild der Gegentaktstufe 52
Leitfaden zur Berechnung von Schaltvorgängen (Buchbespr.) 13
L-Regler-Berechnung (Aufgabe) 47

Magnetfeldstreuung (Aufgabe) 61
Mathematik 66
Mathematik des Funktechnikers (Buchbesprechung) 40, 75
Mathematik für Ingenieure und Techniker (Buchbespr.) 40
Meßsender mit Zusatzeinrichtungen (Buchbesprechung) 41
Meßtechnik der Ultrakurzwellen 65
Messung der Gleichspannung 71
Messung des Gleichstromes 96
Messung des Wirkwiderstandes 54
Metalltrichter als Antennen 15, 49
Mikrophon 16
Mitkopplung 8
Modulationsfaktor 45
Morsen (Buchbespr.) 14

Neper (Aufgabe) 88

Oberwellen 35
Ohmsches Gesetz (Aufgabe) 32
Operatorenrechnung, Überblick 70
Operatorenrechnung (Buchbespr.) 74
Ortskurve des Lautsprecherwiderstandes 12

Phon (Aufgabe) 16
Photozelle in der Technik (Buchbespr.) 40
Piezoelektrischer Effekt 24

Quarze 24
Quarzuhren 58

Richtantennen 49
Richtstrahlung 42
Rückgekoppelte Röhren 3, 8, 11
Rundfunk-Industrie (Buchbespr.) 41

Schallstärke 43
Schallvorgänge (Buchbespr.) 13
Schwellwert-Schwundausgleich 63
Schwingkreis-Eigenfrequenz 42
Schwundausgleich 63
Sieben Formeln (Buchbespr.) 14
Spannungsgegenkopplung 2, 5
Spannungsmitkopplung 8
Spannungsrückkopplung 3
Spannungsteiler 81, 84
Sperrkreise bei Starkstrom (Aufgabe) 30
Störspannungen und Gegenkopplung 1
Strahlergruppe 42
Streuung des Magnetfeldes (Aufgabe) 61
Stromgegenkopplung 2, 6
Strommitkopplung 10, 11
Stromrückkopplung 3
Strom-Spannungs-Gegenkopplung 7
Stromstärke 43

Transportable Rundfunkempfänger (Buchbesprechung) 76
Trennschärfeermittlung aus der Dämpfung 29
Trichterantennen 15, 49

Üben mit sieben Formeln (Buchbespr.) 14
Ultrakurzwellen-Empfängerschaltungen (Buchbespr.) 14
Ultrakurzwellen-Meßtechnik 65
Umrechnung goniometrischer Ausdrücke 35

Verstärkungsregelung (Aufgabe) 88
Verstärkungsrückgang bei Gegenkopplung 1
Verstimmung des Eingangskreises 68
Verzerrung bei Empfangsgleichrichtung mit Zweipolröhren 18, 27
Verzerrungsgrad 45

Wechselrichter (Buchbespr.) 76
Widerstandsmessungen 54
Wirkungsgrad des B-Verstärkers 77

Zweipolröhre im Empfangsgleichrichter 17, 21, 27, 37

Jahre

Kondensatoren

für Rundfunk
Telephonie
Telegraphie
Fernsehen
Hochspannung
Meßtechnik

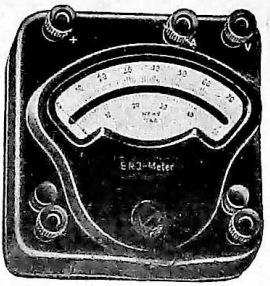
Gleichstrom-Hochspannungs-Prüfgeräte

Tera-Ohmmeter zur Messung höchster Isolationswerte

RICHARD JAHRE

Spezialfabrik für Kondensatoren

BERLIN SO 16, Köpenicker Str. 33



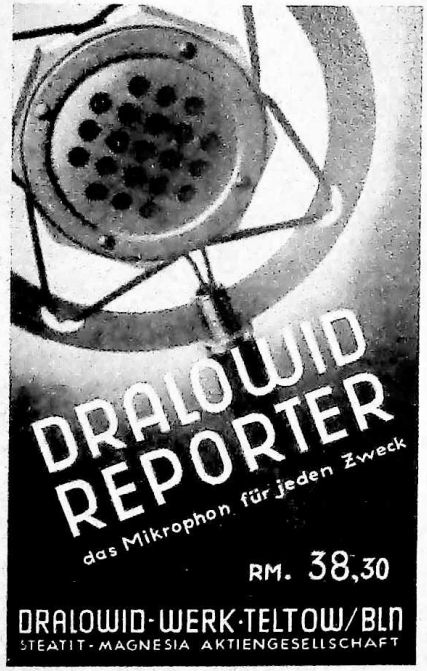
Universal-Instrument für Gleichstrom-

ERJ-Meter

100 mV, 1 mA für den Vollausschlag, also 1000 Ohm pro Volt inneren Widerstand, hochempfindlich, Präzisionsausführung, durch Vor- und Nebenwiderstände erweiterungsfähig.
Weiter durch Vorsatzgeräte für Wechselstrom verwendbar

Liste 130/9 anfordern

Excelsior-Werk
Rudolf Kieseweiter, Leipzig S C 1



Gute brauchbare Vorschläge für

neue Fachbücher

nimmt jederzeit gern ein großer Buch-, Zeitschriften- und Lehrmittelverlag entgegen, der sich auf einigen Gebieten noch erweitern möchte. Besonders erwünscht sind Vorschläge auf dem Gebiet der Technik, Naturwissenschaft und Medizin.

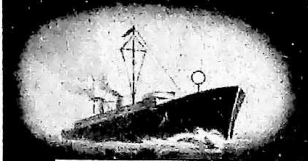
Angebote unter A. 130 an den Franckh-Verlag, Stuttgart-O, Pfizerstr. 5-7, erbeten.

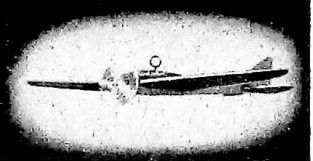
Bei uns opfert die Heimat an Gut und Besitz, was die Front nötig hat.

KRIEGSHILFSWERK FÜR DAS DEUTSCHE ROTE KREUZ

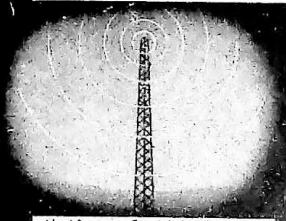
KAPA-Hochfrequenzkabel

für alle Zwecke der Hochfrequenztechnik

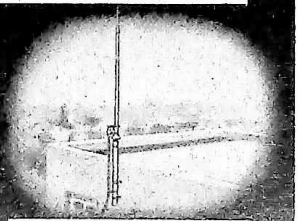




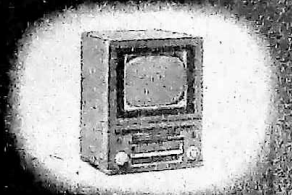
Für Sende-, Empfangs- und Peilzwecke des Schiffs- und Luftverkehrs



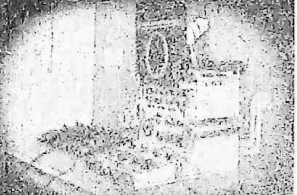
Hochfrequenz-Sendekabel für ober-, unterirdische sowie Unterwasserverlegung bis zu 100 kW Leistung



Abgeschirmte Kabel und Zubehörteile für störungsarme Einzelanlagen, Klein- und Gross-Gemeinschafts-Antennen



Fernseh- und Fotozellenkabel



Hochfrequenz-Messleitungen

KABELWERK VACHA A.-G. VACHA (Rhön)

Allei

Schalter aller Art, Widerstände, Spulen und Zubehör, Morsetaften, Summer und viele andere Bauteile

ALFRED LINDNER
MACHERN 35 (Bezirk Leipzig)
Werkstätten für Feinmechanik

Das Werkbuch des Funkpraktikers

PRAKTISCHE FUNKTECHNIK

Lehr- und Handbuch für den Entwurf und Aufbau neuzeitlicher Empfangsanlagen

Von HANS WIESEMANN

376 Seiten Lexikonformat mit 350 Bildern
In Leinen gebunden RM 21.—

Zu beziehen durch Ihre Buchhandlung

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

Verantwortlich für den Inhalt: Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Theodor Ballenberger, Stuttgart-Degerloch. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany.

Copyright 1940 by Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart.

Druck: Chr. Belser, Stuttgart